

고속 Affine Projection 알고리즘을 이용한 스테레오 음향 반향 제거기

Stereophonic Acoustic Echo Canceler using Fast Affine Projection Algorithm

조 영 민*, 이 원 철*
(Young Min Cho*, Won Cheol Lee*)

※이 논문은 1996년도 숭실대학교 교내연구비에 의하여 연구되었음

요 약

본 논문은 스테레오 음향 반향 제거기에 적용되는 고속 Affine Projection 알고리즘을 제안한다. 최근 스테레오 원격 회의 시스템은 보다 현실감 있는 원격 회의를 가능케 하는 장점으로 인해 많은 관심을 끌고 있다. 그러나, 회의실의 원단화자와 마이크로폰사이의 상호교차(cross-coupling)로 인해 음향 반향이 발생하게 된다. 만약 이 반향 신호가 제거되지 않은 채 수신 뭉으로 전달되면 결국 음성 통화 품질이 저하된다. 이를 방지하기 위하여 추정 반향 신호를 만들어 내고 통신 품질의 손실 없이 이 반향을 제거하는 음향 반향 제거기가 필수적이다. 단 채널 음향 반향 제거기와 다르게 스테레오 환경 하에서의 음향 반향 제거기는 전송실의 환경변화로 인한 성능 저하와 각 반향 경로를 추정하기 위해 사용하는 각 적용 필터의 임펄스응답이 반향 경로와 일치하지 않는 등의 각종 문제점들이 발생하게 된다. 본 논문에서는 서로 상관관계 없는 입력신호를 만들어내고 전송실의 환경변화로 인한 성능 저하를 보완하기 위해 전처리단(pre-processing block)을 제안하여 일반적인 방법에 대해 3-10 dB정도의 향상된 성능을 보이며 적은 계산량으로 빠른 수렴성능을 갖는 새로운 형태의 스테레오 음향 반향 제거기를 제안한다.

ABSTRACT

This paper addresses a fast affine projection algorithm to deploy on the stereo acoustic echo canceler. Recently stereophonic teleconference system has brought out much attention due to its capability of creating more realistic teleconferencing presence at minimum extent. However, the cross-coupling effect between speakers and microphones at the conference site results in echo signals. If nothing were done, the echo signal is delivered back to the remote site, at sequel the quality of voice communication might be degraded. To prevent this, the echo canceler is needed to be deployed, and its major role is to produce the echo replica, and suppress these echos without introducing any impairment over the voice communication. Unlike the monaural echo canceler, the stereophonic version encounters many serious problems such as the misconvergence and the performance degradation at the change of transmission room environment. This paper proposes a new robust stereophonic echo canceller which shows 3-10dB enhanced performance than that of conventional method and the fast convergence at the expense of the low amount of computational complexity using pre-processing block which generate uncorrelated reference signal and overcome the performance degradation at the change of transmission room environment.

I. 서 론

정보화 사회의 발전과 더불어 빠르게 진행되고 있는 통신 수단의 발전은 기존의 유선 통신 개념으로부터 무선 통신 개념으로, 또한 편리한 통화환경을 위해 핸드프리(hand-free)방식으로 발전해 나가고 있다. 이러한 핸드

프리 방식이 응용될 수 있는 분야로는 핸드프리 전화기, 원격거리 회의 시스템(tele-conferencing system), 스피커폰 시스템 등이 있다[1][2].

현재 대부분의 원격거리 회의 시스템은 하나의 전이중(full-duplex) 오디오 채널만을 이용하여 통신을 하고 있다. 이로 인해 회의 참석자들에게 같은 공간에서 회의를 하는 듯한 공간감을 느끼게 해줄 수 없는 단점이 있다. 특히 화상 회의 시스템인 경우에는 화면으로 화자의 움직임 등 공간상의 변화를 전달 할 수 있으나, 하나의 오디오 채널

*숭실대학교 정보통신공학과

접수일자: 1997년 12월 3일

널에 의해 전송되는 음성신호로는 공간상의 변화를 제대로 전달할 수 없기 때문에 오히려 통화의 부자연성이 발생하게 된다. 따라서 회의 참석자들이 마치 한 공간에서 회의를 하는 듯한 느낌을 주기 위해서는 적어도 2개 이상의 오디오 채널을 사용하여 음성신호를 전달하는 다채널 원거리 회의 시스템이 필요하게 되었다. 이러한 다채널 원거리 회의 시스템에서 여러 개의 마이크로폰들과 스피커의 사용에 기인하는 상호 커플링 현상에 의하여 복잡한 음향 반향 신호들이 발생하며 이들의 제거를 위해서는 음향 반향 제거기가 필수적으로 사용되어야 한다. 본 논문은 다채널 원거리 회의 시스템의 간소화된 형태의 스테레오 원거리 회의 상에서 발생하는 음향 반향 제거를 위한 스테레오 음향 반향 제거기에 적합한 적용 알고리즘에 관한 연구를 목적으로 한다.

스테레오 음향 반향 제거기는 기본적으로 단일 채널 음향 반향 제거 원리와 같은 원리로 반향을 제거하지만, 스테레오인 경우 2개의 마이크로폰과 2개의 스피커를 사용하므로 4개의 반향 경로가 생기게 되고 이를 제거하기 위해서는 4개의 적응 필터를 사용하여야 한다. 따라서 단일 채널 시스템에 비해 월등히 많은 계산량이 필요하게 되며 각 채널의 입력 신호들간에 높은 상호상관에 의해 단일 채널인 경우에는 발생하지 않는 여러 가지 문제점들이 발생하게 된다. 특히 각 적응 필터의 계수들에 의해 추정된 반향경로의 임펄스응답들에 대한 최적해는 유일하지 않게 되며, 또한 수신실의 반향 경로가 변하지 않는 상황이라도 전송실의 환경이 변하게 되면 반향 제거의 성능이 떨어지게 된다. 이와 같이 단일 채널 시스템에서는 무시될 수 있는 여러 현상들이 스테레오 시스템 환경 하에서는 반향 제거성능에 중요한 영향을 미치게 된다.

본 논문에서는 스테레오 음향 반향 신호의 제거를 위하여 향상된 수렴속도와 적은 계산량 그리고 전송실의 환경 변화에 강인한 스테레오 음향 반향 제거 구조를 소개한다. 이를 위하여 두 스테레오 입력신호들을 직교화하여 적응필터들의 입력으로 사용하는 전처리단 구조와 높은 수렴속도와 적은 계산량을 갖는 고속 AP 알고리즘을 적용한 새로운 형태의 스테레오 반향 제거 구조를 제안한다. 본 논문의 구성은 스테레오 음향 반향 제거기의 필요성과 문제점을 2장에서 살펴보고 3장에서는 일반적인 AP 알고리즘 방법에 대해 설명하고 4장에서는 전처리단을 이용한 변형된 스테레오 음향 반향 제거기를 살펴본다. 5장에서는 전처리단을 이용해서 만든 서로 상관관계가 없는 두 가지의 적응 필터 기준입력들을 사용하여 고속 AP 알고리즘에 적용시키는 방법에 대해서 알아보고, 6장에서는 모의 실험을 통해 얻은 결과를 설명한다. 마지막으로 7장에서는 결론을 맺는다.

II. 스테레오 음향 반향 제거기의 문제점

스테레오 원거리 회의 시스템에서 음향 반향을 제거하

기 위한 기본 구조는 그림 1과 같다[2]. 이는 단일 채널 회의 시스템에서 단일의 적응 필터를 사용하여 반향을 제거하는 기본 원리를 2개의 채널로 확대 적용한 것이다. 그림 1에서 G_1 과 G_2 는 원단에 위치한 전송실(transmission room)에서의 원단화자와 각 마이크로폰 M_1 과 M_2 사이의 전달함수를 나타내며 근단화자가 위치한 수신실(receiving room)에서의 H_1 과 H_2 는 각 스피커로부터 특정 마이크론간의 반향 경로를 대표하는 전달함수를 나타낸다. 본 논문에서는 두 채널이 서로 대칭성을 유지하는 점을 감안하여 하나의 마이크로폰으로 입력되는 반향 성분들의 제거에 대해서만 고려한다. 원단화자의 신호가 각 채널을 통해 상대방에게 전송될 때 수신실의 스피커 출력 신호가 음향 경로 H_1 과 H_2 를 통해 다시 마이크로폰으로 유입되는 경우 반향신호 $y(n)$ 이 생기게 된다. 이때 적응 필터 \hat{H}_1 과 \hat{H}_2 를 사용하여 반향 경로 H_1 과 H_2 를 추정함으로써 반향 신호를 제거할 수 있다.

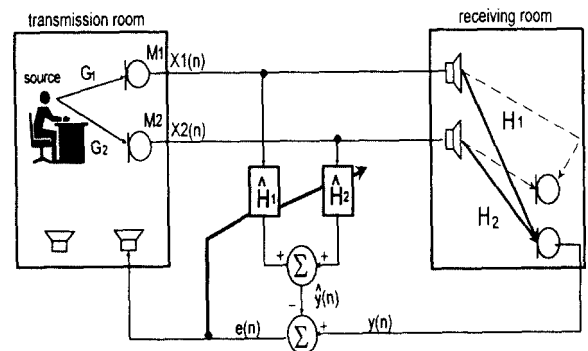


그림 1. 스테레오 음향 반향 제거기의 기본 구조

스테레오 음향 반향 제거기에서 근단화자 신호가 존재하지 않을 때 마이크로폰으로 유입되는 반향 신호 $y(n)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(n) = x_1(n) * h_1(n) + x_2(n) * h_2(n) \quad (2-1)$$

여기서 $x_1(n)$ 과 $x_2(n)$ 은 각 채널을 통해 수신실에 전달되는 신호이며, $h_1(n)$ 과 $h_2(n)$ 는 각각 음향 반향 경로 H_1 , H_2 에 대한 임펄스응답이다. 적응 필터를 사용해 추정된 반향 신호 $\hat{y}(n)$ 은 다음과 같다.

$$\hat{y}(n) = \hat{H}_1^T(n) X_1(n) + \hat{H}_2^T(n) X_2(n) \quad (2-2)$$

여기서 $\hat{H}_1(n)$ 과 $\hat{H}_2(n)$ 는 n 번째 샘플에서 계산된 탭수가 L 인 적응 필터의 계수벡터를 나타내며 A^T 는 행렬 A 의 전치행렬을 나타낸다. 또한 $X_1(n)$ 과 $X_2(n)$ 는 각각 n 번째 샘플과 이로부터 과거 $L-1$ 개의 값들로 구성되는 적응 필터의 기준 입력 신호 벡터이며 다음과 같다.

$$\begin{aligned} X_1(n) &= [x_1(n) \ x_1(n-1) \ x_1(n-2) \ \dots \ x_1(n-L+1)]^T \\ X_2(n) &= [x_2(n) \ x_2(n-1) \ x_2(n-2) \ \dots \ x_2(n-L+1)]^T \end{aligned} \quad (2-3)$$

스테레오 반향 제거를 위한 적응 필터의 최적해를 구하기 위해 먼저 비용함수(cost function) J 를 정의하면 다음과 같다.

$$J = E\{[y(n) - (\hat{H}_1^T(n) X_1(n) + \hat{H}_2^T(n) X_2(n))]^2\} \quad (2-4)$$

여기서 $E[\dots]$ 는 통계적 평균을 나타낸다. Gradient-Descent 방법에 의해 비용함수를 각 적응 필터 계수 벡터로 편미분을 취하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \hat{H}_1(n)} &= -2P_1 - 2R_{x_1 x_1} \hat{H}_1(n) + 2R_{x_1 x_2} \hat{H}_2(n) \\ \frac{\partial J}{\partial \hat{H}_2(n)} &= -2P_2 - 2R_{x_2 x_1} \hat{H}_1(n) + 2R_{x_2 x_2} \hat{H}_2(n) \end{aligned} \quad (2-5)$$

여기서 R_{ij} 는 각 적응 필터 입력신호 벡터들간의 상관 행렬을 나타내고 다음과 같이 정의된다.

$$R_{ij} = E[X_i(n) X_j^T(n)] \quad i, j = 1, 2 \quad (2-6)$$

$P_i = E[y(n) X_i(n)]$, $i = 1, 2$ 는 각 채널 신호 벡터와 반향 신호간의 상호상관 벡터이다.

적용 필터의 최적 계수 값은 식 (2-5)에서 $\frac{\partial J}{\partial \hat{H}_1(n)} = 0$ 와 $\frac{\partial J}{\partial \hat{H}_2(n)} = 0$ 일 때 다음의 선형방정식을 만족한다. 즉

$$\begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{H}_1(n) \\ \hat{H}_2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

식 (2-7)에서 $R = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix}$, $H_{opt} = \begin{bmatrix} \hat{H}_1(n) \\ \hat{H}_2(n) \end{bmatrix}$, $P = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix}$ 라

고 정의하면 평균 자승 오차를 최소로 하는 필터 계수 벡터는 다음과 같다.

$$H_{opt} = R^{-1} P \quad (2-8)$$

스테레오 음향 반향 제거기 구조에서 송신물의 각 마이크로폰 입력 신호들의 Z-변환 값들을 살펴보면 다음과 같다.

$$X_1(z) = G_1(z) S(z), \quad X_2(z) = G_2(z) S(z), \quad (2-9)$$

여기서 $G_1(z)$ 와 $G_2(z)$ 는 원단화자와 마이크로폰 M_1 과 M_2 사이의 전달함수들이고, $S(z)$ 는 송신물의 단일 원단화자 신호의 Z-변환이다. 여기서 전송실의 임펄스 응답

이 유한하고 음향 전달 경로시스템들은 LTI (Linear Time Invariant)이고, 각각의 임펄스응답이 수신실의 임펄스응답 잔여길이와 같거나 작다고 가정하면 식 (2-9)로부터 각 채널 입력 신호 벡터 $X_1(n)$, $X_2(n)$ 과 전송실의 임펄스응답 벡터 $G_1(n)$, $G_2(n)$ 간에는 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$X_1^T(n) G_2(n) = X_2^T(n) G_1(n) \quad (2-10)$$

이 때 임의의 벡터 $U = [G_2^T(n) - G_1^T(n)]^T$ 를 입력 신호들의 상관행렬인 R 에 곱해주면 식 (2-10)에 의해 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} RU &= E \left\{ \begin{bmatrix} X_1(n) \\ X_2(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1^T(n) & X_2^T(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_2(n) \\ -G_1(n) \end{bmatrix} \right\} \\ &= E \left\{ \begin{bmatrix} X_1(n) \\ X_2(n) \end{bmatrix} (X_1^T(n) G_2(n) - X_2^T(n) G_1(n)) \right\} = 0. \end{aligned} \quad (2-11)$$

즉, 식 (2-11)로부터 스테레오 음향 반향 제거기의 경우 R 은 singular 행렬이 됨을 의미하며 역행렬이 존재하지 않음을 나타낸다. 다시 말해 식 (2-8)로 나타나는 스테레오 음향 반향 제거를 위한 필터의 최적해는 유일하지 않음을 식 (2-11)로부터 알 수 있고 또한 이들의 각 해는 반향 경로의 임펄스 응답 $h_1(n)$, $h_2(n)$ 과 각각 일치하지 않게 된다[5][6].

반약 각 채널의 입력 신호 $x_1(n)$ 과 $x_2(n)$ 간에 상호상관 관계가 없다고 가정하면, 즉 식 (2-10)이 성립되지 않는 경우, 식 (2-7)에서 $R_{12} = R_{21} = 0$ 이 되어 R 은 다음과 같이 되고

$$R = \begin{bmatrix} R_{11} & 0 \\ 0 & R_{22} \end{bmatrix}$$

이때 자기 상관행렬 R_{11} 과 R_{22} 는 일반적으로 positive definite 이므로 각각 역행렬이 존재하고 그로 인해 R 의 역행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$R^{-1} = \begin{bmatrix} R_{11}^{-1} & 0 \\ 0 & R_{22}^{-1} \end{bmatrix}$$

따라서 반향 경로들이 유한 길이를 갖는 임펄스응답이라면 필터의 최적해는 다음과 같이 된다.

$$\hat{H}_{1opt} = R_{11}^{-1} P_1 = H_1 \quad (2-12a)$$

$$\hat{H}_{2opt} = R_{22}^{-1} P_2 = H_2 \quad (2-12b)$$

위 식으로부터 적응 필터의 입력 신호들이 서로 상관 관계가 없는 정적인 신호라면 각 필터의 최적 계수 값들은 각각의 반향 경로의 임펄스응답과 정확히 일치하게 된다. 따라서 실제로 전송실에서 각각의 스피커 출력 신

호가 서로 다른 두 화자에 의한 독립적인 신호인 경우에는 항상 유일해를 갖게 되면, 그때의 최적해는 실제의 반향경로들과 같게 된다. 그러나 실제상황에서 송신음의 마이크로폰 상으로 동일한 화자에 의한 음성신호가 서로 다른 전달경로를 거쳐서 수신되며 아무런 전처리과정 없이 이들을 수신측으로 송신한다면 수신호들간의 높은 상관관계로 인하여 수신음의 적응필터의 계수는 (2-12)식을 만족할 수 없게 된다.

스테레오 음향 반향 제거기의 또 다른 문제점을 살펴 보기 위해 잔여 반향 신호 $e(n)$ 의 Z-변환 값을 살펴보면 다음과 같다.

$$E(z)=[H_1(z)G_1(z)+H_2(z)G_2(z)-\hat{H}_1(z)G_1(z)-\hat{H}_2(z)G_2(z)]S(z) \quad (2-13)$$

윗식에서 잔여 반향 신호가 완전히 제거되기 위한 조건은 다음과 같다.

$$[H_1(z)-\hat{H}_1(z)]G_1(z)+[\hat{H}_2(z)G_2(z)-H_2(z)G_2(z)]=0 \quad (2-14)$$

식 (2-14)를 만족시키는 이상적인 필터의 해가 $\hat{H}_1(z)=H_1(z)$, $\hat{H}_2(z)=H_2(z)$ 를 만족하면 별 문제 없이 반향 성분을 제거할 수 있다. 그러나 식 (2-14)를 만족시키는 해 $\hat{H}_1(z)$ 와 $\hat{H}_2(z)$ 은 무한히 많이 존재하며, 비록 평균 자승 오차를 최소화시키는 최적해 $\hat{H}_1(z)$ 와 $\hat{H}_2(z)$ 를 구한다 할지라도 결과해는 각각의 반향경로 전달함수와 일치되기 어렵다. 또한 $H_1(z)$ 와 $H_2(z)$ 가 변하지 않는 상황하에서 식 (2-14)를 만족시키는 $\hat{H}_1(z)$ 와 $\hat{H}_2(z)$ 가 결정되더라도 $G_1(z)$ 나 $G_2(z)$ 가 바뀌게 되면 반향 제거를 위한 해인 $\hat{H}_1(z)$ 와 $\hat{H}_2(z)$ 의 값이 바뀌게 된다. 따라서 전송음의 반향 경로가 변하게 되면 잔여 반향 신호가 커지게 되어 반향 제거 성능이 심각하게 저하 된다. 실제로 스테레오 원격 회의상에서는 원단화자의 잦은 움직임으로 인해 원단화자와 각 마이크로폰 사이의 전달함수가 바뀌게 되며 이때 추정 반향경로 $\hat{H}_1(z)$ 와 $\hat{H}_2(z)$ 의 변경이 불가피하게 되어 반향 제거 성능 저하를 초래한다[5][6][7].

또한 두 채널 신호간의 상호 상관성이 매우 크기 때문에 입력 신호들의 상관행렬 R의 역행렬이 존재치더라도 고유치 분포율이 커지게 되어 적응 필터의 수렴속도 또한 느리게 되는 문제가 발생한다. 따라서 수렴 속도가 빠르고 계산량이 상대적으로 적으며 전송음의 환경변화에 영향을 덜 받는 스테레오 음향 반향 제거기 기법이 요구되며 이를 위해 본 논문에서는 전처리단을 사용한 고속 AP 알고리즘을 적용한 스테레오 음향 반향 제거 기법에 대해서 소개한다.

III. Affine Projection 알고리즘

일반적으로 LMS 알고리즘은 쉽게 구현될 수 있다는

장점을 가지고 있으나 느린 수렴속도로 인하여 빠르게 변화하는 반향 경로 추정을 위해서는 적합하지 못하다. 이러한 느린 수렴속도를 해결할 수 있는 알고리즘이 RLS (Recursive Least Square) 알고리즘이다. 그러나 RLS 알고리즘을 사용하는 경우 수렴 속도를 대폭 향상시킬 수 있지만 계산량이 필터 탭수의 제곱에 비례하기 때문에 실시간 구현에 불가능한 단점이 있다. 이를 위해 Cioffi 등은 RLS 알고리즘의 계수 적응 식을 간소화 시켜 LMS 알고리즘에 비해 4배정도 많은 계산량을 갖는 고속 RLS 알고리즘을 제안하였다[8][9]. 그러나 이러한 알고리즘을 스테레오 음향 반향 제거기에 사용하는 경우 계산량에 대한 부담은 여전히 존재하게 된다. 최근 들어 수렴 속도를 향상시키면서 RLS 알고리즘에 비해 적은 계산량을 갖는 AP 알고리즘[12]을 단일 채널 음향 반향 제거기에 적용하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다[13][14]. 알고리즘의 계산량과 수렴 속도는 모두 LMS 알고리즘과 RLS 알고리즘의 사이에 존재하며, Projection 차수가 1인 경우 필터 계수 갱신식의 형태가 일반적인 NLMS 방법에 의한 것과 동일하게 됨으로 인해 AP 알고리즘은 NLMS의 일반적인 형태라고 할 수 있다[10][11].

AP 알고리즘은 a posteriori 오차를 제거하는 통계적 gradient 형태의 알고리즘으로 나타난다. 스테레오 음향 반향 제거기에 적용할 경우 Projection 차수를 P라고 하고 P개의 a priori 오차와 P개의 a posteriori 오차를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$E(n)=Y(n)-X^T(n)\hat{H}(n-M) \quad (3-1)$$

$$E_a(n)=Y(n)-X^T(n)\hat{H}(n) \quad (3-2)$$

여기서 $\hat{H}(n)$ 은 $\hat{H}(n)=[\hat{H}_1^T(n)\hat{H}_2^T(n)]^T$ 로 구성된 적응 필터 계수 벡터이고 또한 $E(n)$ 과 $E_a(n)$ 은 각각 a priori 오차신호 $e(n)$ 과 a posteriori 오차 신호 $e_a(n)$ 의 과거 P개의 값들로 구성된 벡터들이며, $Y(n)$ 은 반향신호벡터이다. 또한 M은 블록 단위로 적응 필터를 갱신함을 나타낸다. 또한 식(3-1)과 (3-2)에서 입력 행렬 $X(n)$ 은

$$X(n)=[X_1^T(n)X_2^T(n)]^T \quad (3-3)$$

로 구성되는 $2L \times P$ 행렬이며 각 성분은 다음과 같다.

$$X_i(n)=[X_i(n)X_i(n-1)\dots X_i(n-P+1)]^T \quad i=1,2 \quad (3-4)$$

$$X_i(n)=[x_i(n)x_i(n-1)\dots x_i(n-L+1)]^T \quad i=1,2 \quad (3-5)$$

식 (3-1)의 $Y(n)$ 을 식 (3-2)에 대입한 후 $E_a(n)=0$ 으로 놓으면 다음식을 얻을 수 있다.

$$X^T(n)\Delta H(n)=E(n) \quad (3-6)$$

여기서 $\Delta H(n)=[\hat{H}_1(n)-\hat{H}_1(n-M); \hat{H}_2(n)-\hat{H}_2(n-M)]^T$ 이다.

a posteriori 오차를 영으로 하는 적응 필터의 계수는 식 (3-6)을 풀면 구할 수 있다. 그런데 식(3-6)을 보면 2L개의 비지수화 P개의 방정식인 형태이고, $P < 2L$ 이므로 underdetermined 시스템이 된다. 따라서 식 (3-6)에서 구하는 $\Delta H(n)$ 의 해는 minimum norm solution이 되며 다음과 같다.

$$\Delta H(n) = X(n)[X^T(n)X(n)]^{-1} E(n) \quad (3-7)$$

식 (3-7)로부터 스테레오 음향 반향 제거를 위한 AP 알고리즘의 계수 갱신식을 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{H}(n) = \hat{H}(n-1) + \alpha X(n)[X^T(n)X(n) + \delta I]^{-1} E(n) \quad (3-8)$$

위 식은 $M=1$ 로 하여 LMS알고리즘의 계수 갱신식과 같이 매 샘플마다 계수를 갱신하는 형태로 나타낸 것이며 여기서 α 는 적응 필터의 수렴상수이며, δ 는 $X^T(n)X(n)$ 이 singular가됨을 방지하기 위한 상수이다.

식(3-8) AP 알고리즘에 의한 계수 갱신식상에서 projection 차수가 1이면 식 (3-8)은 NLMS(Normalized LMS)알고리즘의 계수 갱신식과 같은 형태가 된다. 즉 AP 알고리즘의 기준 입력 신호를 $L \times P$ 인 신호라 하면 Projection 차수가 1인 경우($P=1$) 필터 계수 갱신식의 형태가 $L \times 1$ 인 NLMS 알고리즘과 같게 된다. 일반적으로 NLMS 알고리즘은 입력 신호로 만들어지는 1차원 평면에 대한 projection 알고리즘이라고 말할 수 있다. Projection 차수가 커질수록 많은 양의 데이터를 가지고 계수를 갱신하게 되므로 수렴속도가 증가하게 된다. AP 알고리즘이 갖는 장점은 만약 q차 AR모델링에 의한 신호가 입력으로 사용될 경우 projection 차수는 AR모델링 차수 $q(q < L)$ 정도만 사용하여도 빠른 수렴 속도를 얻을 수 있다는 점이다. 따라서 원거리 회의 시스템 상에서 발생하는 음향 반향 신호가 음성신호임을 고려할 때 적응 필터의 탭수보다 상대적으로 적은 projection 차수를 선택하여 기존의 RLS 알고리즘보다 적은 계산량으로 빠른 수렴속도를 갖는 적응필터를 얻을 수 있다. 그러나 식 (3-8)과 같이 차수가 증가함에 따라 역행렬 계산 부분에서 상당한 계산량이 요구되며, 이를 해결하기 위해 FTF(Fast Transversal Filter) 등과 같은 고속 RLS 방법을 이용한 AP 알고리즘 기법이 본 논문에서 소개된다. 표 1에 각 알고리즘의 계산량을 비교하였다.

표 1. 계산량 비교(L: 적응필터 탭수, P: Projection order, O: Order, 1세팅 경우)

적용 알고리즘	계산량(매 샘플당 곱셈량)
Affine Projection	$(P+1)L + O(P^3)$
Fast Affine Projection	$2L + 20P$
NLMS	L

IV. 변형된 스테레오 반향 제거기와 그에 필요한 전처리단

4.1 전처리단을 이용한 반향 신호의 구성

이 상에서는 전처리단을 사용하는 새로운 스테레오 음향 반향 제거기를 제안한다. 전처리단을 사용함으로써 반향 신호를 서로 상관관계가 없는 직교하는 신호로 표현 되도록 재구성 할 수 있고 또한 서로 직교하는 신호를 적응 필터의 입력으로 사용함으로써 기존의 스테레오 음향 반향 제거기가 가지는 여러 가지 문제점을 해결할 수 있다. 그림 2는 본 논문에서 제안한 전처리단의 구조를 나타내고 있다.

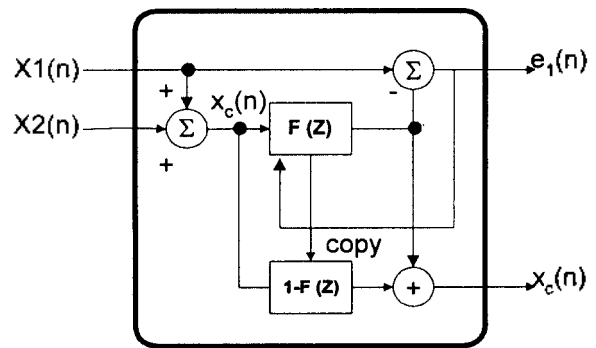


그림 2. 제안한 전처리단의 구조

그림 2에서 $x_c(n)$ 으로부터 $x_1(n)$ 를 추정할 때 생기는 추정오차를 $e_1(n)$ 이라 하고 마찬가지로 $x_2(n)$ 을 추정할 때 생기는 추정오차 $e_2(n)$ 라고 놓으면, 두 신호의 합에 대한 Z-변환은 다음과 같다.

$$E_1(z) + E_2(z) = X_1(z) + X_2(z) - (X_1(z) + X_2(z)) \quad (4-1)$$

그림 2에서 전처리단에 사용된 적응필터를 $F(z)$ 라고 놓으면 추정한 신호 $\hat{x}_1(n)$ 과 $\hat{x}_2(n)$ 에 대한 Z-변환 값들은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{X}_1(z) = F(z) X_c(z) \quad (4-2a)$$

$$\hat{X}_2(z) = (1 - F(z)) X_c(z) \quad (4-2b)$$

식 (4-2a)와 식(4-2b)를 식 (4-1)에 대입하면 다음의 식이 만족된다.

$$E_1(z) + E_2(z) = 0 \quad (4-3)$$

또한 반향 신호 $y(n)$ 의 Z-변환 값 $Y(z)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$Y(z) = H_1(z) X_1(z) + H_2(z) X_2(z) \quad (4-4)$$

전 처리단에서 $X_1(z) = \hat{X}_1(z) + E_1(z)$, $X_2(z) = \hat{X}_2(z) + E_2(z)$
이므로 이를 식 (4-4)에 대입하면

$$Y(z) = H_1(z)(\hat{X}_1(z) + E_1(z)) + H_2(z)(\hat{X}_2(z) + E_2(z)) \quad (4-5)$$

이 되고 식 (4-2a)와 식(4-2b)를 식 (4-5)에 대입하여 정리 하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y(z) &= H_1(z)(F(z)X_c(z) + E_1(z)) + H_2(z)((1-F(z))X_c(z) + E_2(z)) \\ &= (H_2(z) + (H_1(z) - H_2(z))F(z))X_c(z) + (H_1(z) - H_2(z))E_1(z) \end{aligned} \quad (4-6)$$

여기서

$$P_1(z) = H_2(z) + (H_1(z) - H_2(z))F(z) \quad (4-7a)$$

$$P_2(z) = (H_1(z) - H_2(z)) \quad (4-7b)$$

라고 놓으면 반향 신호의 z변환 $Y(z)$ 는 다음과 같이 간소화된 형태로 재구성 할 수 있다.

$$Y(z) = P_1(z)X_c(z) + P_2(z)E_1(z) \quad (4-8)$$

따라서 식(4.8)로 부터 반향 신호 $y(n)$ 은 $x_c(n)$ 과 $e_1(n)$ 신호가 각각 $P_1(z)$ 와 $P_2(z)$ 로 표시되는 시스템을 통과한 후 이들의 합으로 표현될 수 있음을 알 수 있다. 따라서 수신실의 반향경로 $H_1(z)$, $H_2(z)$ 의 추정 대신 수정된 시스템 $P_1(z)$ 와 $P_2(z)$ 의 추정을 통하여 반향 신호를 제거 할 수가 있다. 이를 위하여 $x_c(n)$ 과 $e_1(n)$ 를 각각 적응 필터 $\hat{P}_1(z)$ 와 $\hat{P}_2(z)$ 의 입력으로 하고 $P_1(z)$ 와 $P_2(z)$ 의 추정을 통한 반향 신호 성분제거가 가능하며 그림 3은 이를 이용하여 제안한 스테레오 음향 반향 제거기의 구조이다.

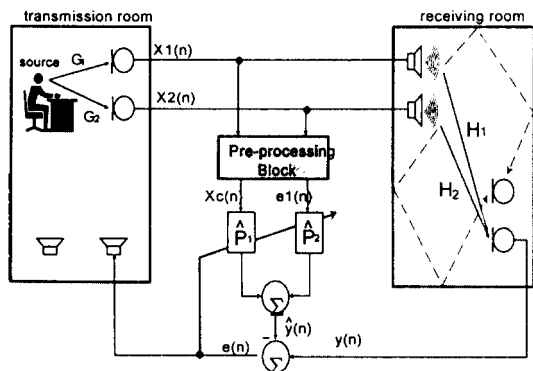


그림 3. 제안한 스테레오 음향 반향기의 구조

4.2 유일해의 존재

전처리단의 적응 필터 $F(z)$ 평균자승 오차를 최소화하는 최적값으로 수렴한다면 $x_c(n)$ 과 $e_1(n)$ 는 Wiener 필터의 직교성질(orthogonal principle)에 의해 다음과 같은 관

계가 된다.

$$E[x_c(n) e_1(n)] = 0 \quad (4-9)$$

다시 말해 각 적응 필터의 입력신호인 $x_c(n)$ 과 $e_1(n)$ 은 서로 상관관계가 없는 직교성질을 만족하는 신호가 된다. 따라서 전처리단의 적응 필터의 계수값이 Wiener-해인 경우 그림 3에서 최소 자승 오차값을 만족하는 반향 제거 필터 $\hat{P}_1(z)$, $\hat{P}_2(z)$ 의 최적해는 유일하게 결정될 수 있고 최소 자승 오차값을 만족하는 반향 제거 필터 $\hat{P}_1(z)$, $\hat{P}_2(z)$ 의 최적해는 추정하고자 하는 $P_1(z)$ 와 $P_2(z)$ 와 완전한 일치 를 가져온다. 즉

$$\hat{P}_{1opt}(z) = P_1(z) \equiv H_2(z) + (H_1(z) - H_2(z))F(z) \quad (4-10a)$$

$$\hat{P}_{2opt}(z) = P_2(z) \equiv H_1(z) - H_2(z) \quad (4-10b)$$

가 된다. 또한 식 (4-7)로부터 실제 반향 경로 $H_1(z)$, $H_2(z)$ 와 $F(z)$, $P_1(z)$, $P_2(z)$ 들 사이에는 다음의 관계가 성립한다.

$$H_1(z) \equiv P_1(z) + (1 - F(z))P_2(z) \quad (4-11a)$$

$$H_2(z) \equiv P_1(z) - F(z)P_2(z) \quad (4-11b)$$

또한 식 (4-11)으로부터 적응 필터 $\hat{P}_1(z)$, $\hat{P}_2(z)$ 를 사용해 실제 반향 경로 시스템 $H_1(z)$ 와 $H_2(z)$ 를 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{H}_1(z) \equiv \hat{P}_1(z) + (1 - F(z))\hat{P}_2(z) \quad (4-12a)$$

$$\hat{H}_2(z) \equiv \hat{P}_1(z) - F(z)\hat{P}_2(z) \quad (4-12b)$$

전처리단의 적응 필터가 Wiener 해로 수렴하게 되면 식 (4-9)에 의해 각 적응 필터 입력 신호들이 서로 상관관계가 없게 되어 $\hat{P}_1(z)$, $\hat{P}_2(z)$ 의 최적해를 유일하게 구할 수 있고 그 결과 추정된 반향 경로 $\hat{H}_1(z)$ 과 $\hat{H}_2(z)$ 는 실제 반향 경로 $H_1(z)$, $H_2(z)$ 와 일치하게 된다. 만약 원단 화자의 움직임 등으로 인하여 전송실의 환경이 갑자기 변하는 경우 전처리단의 적응 필터 $F(z)$ 의 최적해가 순간적으로 바뀌게 되며 변경된 최적해의 수렴과정상에서 식 (4-9)이 만족되지 않게 된다. 이에 $\hat{P}_1(z)$, $\hat{P}_2(z)$ 의 입력 신호들간에 상관관계가 존재하게 되어 순간적으로 ERLE (Echo Return Loss Enhancement)값이 떨어지게 된다. 그러나 전처리단의 적응 필터 $F(z)$ 가 다시 수렴하게 되면 식 (4-9)을 재차 만족하게 되어 반향 경로의 정확한 추정이 가능해 진다. 기존의 스테레오 음향 반향 제거기에서는 정확한 반향 경로의 추정이 불가능할 뿐만 아니라 정확한 경로를 추정하더라도 전송실의 환경이 변할 경우 추정된 반향 경로의 값들이 바뀌게 되므로 정확한 반향 경로의 추정이 불가능하다. 그러나 제안한 방법에서는 반향 경로를 정확히 추정할 수 있고 또한 전송실의 환경이 변하더라도 전송실의 반향경로를 대표하는 $F(z)$ 의 변

화에 직접적인 영향을 받는 적응 필터 $\hat{P}_1(z)$ 가 최적값으로 수렴하게 되므로 환경 변화후 더 나은 반향 제거성을 가지게 된다.

V. 고속 Affine Projection 알고리즘을 이용한 스테레오 음향 반향 제거기

지금까지의 연구결과에 의하면, 스테레오 음향 반향 제거를 위한 적응 필터로는 AP 알고리즘이 어느 정도 적합한 알고리즘이라고 할 수 있다. 그러나 이 알고리즘 역시 계산량에 대한 부담이 있으며 이를 해결하기 위한 고속 AP 알고리즘이 소개되어 이미 모노 채널 상에서의 반향 제거 알고리즘으로 사용되어 왔다[15][16]. 이 장에서는 고속 AP 알고리즘을 적용한 반향 제거 필터를 이용하여 스테레오 환경에서의 음향 반향을 제거하는 방법을 제안한다.

이에 앞서 전처리단에서는 적응 필터로서 적은 계산량의 장점을 갖고있는 NLMS 알고리즘을 사용하였으며 전처리단의 출력신호들인 $x_c(n)$ 와 $e_1(n)$ 들은 고속 AP 알고리즘을 적용한 적응 반향 제거기의 입력으로 사용하였다.

일반적으로 고속 AP 알고리즘에 대해 전처리단 구조를 사용하지 않게 되면 다음과 같은 문제점이 발생하게 된다. 즉, 스테레오의 음향 반향 제거기의 두 입력신호에 대해서 적응 필터계수 갱신식은 다음과 같다.

$$\hat{H}(n) = \hat{H}(n-1) + \alpha X(n) [X^T(n) X(n)]^{-1} E(n) \quad (5-1)$$

여기서,

$$X^T(n) X(n) = [X_1^T(n) X_2^T(n)] \begin{bmatrix} X_1(n) \\ X_2(n) \end{bmatrix} \quad (5-1a)$$

$$= X_1^T(n) X_1(n) + X_2^T(n) X_2(n)$$

제안한 구조에서 전처리단 출력신호 $x_c(n)$ 과 $e_1(n)$ 를 기준 입력들로 사용하는 AP 알고리즘의 필터 계수 벡터의 갱신식은 다음과 같다.

$$\hat{P}(n) = \hat{P}(n-1) + \alpha X_p(n) [X_p^T(n) X_p(n)]^{-1} E(n) \quad (5-2)$$

여기서 $\hat{P}(n) = [\hat{P}_1(n) \hat{P}_2(n)]^T$ 인 $2L \times 1$ 인 벡터이고 오차 신호 벡터 $E(n) = [e(n) e(n-1) e(n-2) \dots e(n-P+1)]^T$ 인 $P \times 1$ 인 벡터이고 이때의 오차신호 $e(n)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) = y(n) - \hat{P}_1(n) X_c(n) - \hat{P}_2^T(n) E_1(n) \quad (5-3)$$

또한 입력 행렬 $X_p(n)$ 은 $[X_c^T(n) E_1^T(n)]^T$ 로 표현되는 $2L \times P$ 행렬이며, 각 성분은 다음과 같다.

$$X_c(n) = [X_c(n) X_c(n-1) \dots X_c(n-P+1)]$$

$$X_c(n) = [x_c(n) x_c(n-1) x_c(n-2) \dots x_c(n-L+1)]^T$$

또한,

$$E_1(n) = [E_1(n) E_1(n-1) \dots E_1(n-P+1)]$$

$$E_1(n) = [e_1(n) e_1(n-1) e_1(n-2) \dots e_1(n-L+1)]^T$$

여기서 $e_1(n)$ 은 전처리단의 추정오차 $x_1(n) - \hat{x}_1(n)$ 이며, L 은 적응 필터의 탭수이고 P 는 projection 차수를 나타낸다. 그리고 AP 알고리즘의 입력 $x_c(n)$, $e(n)$ 은 전처리단에서는 NLMS 알고리즘을 이용하여 생성되며, 이를 위한 전처리단 적응 필터 계수 갱신식은 다음과 같다.

$$F(n) = F(n-1) + \frac{\mu}{\|X_c(n)\|} X_c(n) e_1(n) \quad (5-4)$$

여기서 $F(n) = [f(n) f(n-1) f(n-2) \dots f(n-M+1)]^T$ 인 $M \times 1$ 인 계수 벡터이고, $X_c(n) = [x_c(n) x_c(n-1) \dots x_c(n-M+1)]^T$ 인 $M \times 1$ 인 입력신호 벡터이며 μ 는 수렴상수이다.

표 2. 고속 Affine Projection 알고리즘

- 0) Initialization : $E_{n,n} = E_{h,n} = \delta$
and $\mathbf{a}_0 = [1, \mathbf{0}^T]^T$, $\mathbf{b}_0 = [\mathbf{0}^T, 1]^T$
- 1) Use sliding windowed FRLS to update $E_{n,n}$, $E_{h,n}$, \mathbf{a}_n , and \mathbf{b}_n
- 2) $\tilde{\mathbf{r}}_{c, x_c}(n) = \tilde{\mathbf{r}}_{c, x_c}(n-1) + x_c(n) \tilde{\alpha}_{x_c, n} - x_c(n-L) \tilde{\alpha}_{x_c, n-L}$
 $\tilde{\mathbf{r}}_{c, e_1}(n) = \tilde{\mathbf{r}}_{c, e_1}(n-1) + e_1(n) \tilde{\alpha}_{e_1, n} - e_1(n-L) \tilde{\alpha}_{e_1, n-L}$
- 3) $\hat{\mathbf{e}}_n = \mathbf{y}_n - \mathbf{x}_n^T \mathbf{p}_1(n-1) - \mathbf{E}_1^T \mathbf{p}_2(n-1)$
- 4) $\mathbf{e}_n = \hat{\mathbf{e}}_n - (\tilde{\mathbf{r}}_{c, x_c}^T(n) + \tilde{\mathbf{r}}_{c, e_1}^T(n)) \mathbf{E}_{n-1}$
- 5) $\mathbf{e}_n = \begin{bmatrix} e_n \\ (1-\mu) \tilde{\mathbf{e}}_{n-1} \end{bmatrix}$
- 6) $\varepsilon_n = \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\varepsilon}_n \end{bmatrix} + \frac{1}{E_{\sigma, n}} \mathbf{a}_n \mathbf{a}_n^T \mathbf{e}_n$
- 7) $\begin{bmatrix} \tilde{\varepsilon}_n \\ 0 \end{bmatrix} = \varepsilon_n - \frac{1}{E_{h, n}} \mathbf{b}_n \mathbf{b}_n^T \mathbf{e}_n$
- 8) $\mathbf{E}_n = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{E}_{n-1} \end{bmatrix} + \varepsilon_n$
- 9) $\mathbf{p}_1(n) = \mathbf{p}_1(n-1) + \mu \mathbf{x}_{n-(N-1)} E_{N-1, n}$
 $\mathbf{p}_2(n) = \mathbf{p}_2(n-1) + \mu \mathbf{x}_{n-(N-1)} E_{N-1, n}$
- 10) $\tilde{\varepsilon}_{n-1} = (1-\mu) \tilde{\varepsilon}_n$

식(5-1)상에서 계산량 감소를 위하여 역행렬 계산 부분을 FTF(Fast Transversal Filter)와 같은 고속 RLS기법을 사용하여 계산하게 되는데 식(5-1a)에서 볼 수 있듯이 역행렬의 형태가 $(A+B)^{-1}$ 가 되어 FTF의 직접적인 적용이 불가능하다.

이와 반면에 전치리단 구조를 사용하게 되면, 고속 AP 알고리즘의 기준 입력 행렬은 $X_p = [X_c^T E_1^T]^T$ 이 되며, 식(5-2)상의 역행렬은 다음과 같이 근사화 될 수 있다.

$$[X_p^T(n) X_p(n)]^{-1} = (X_c^T(n) X_c(n) + E_1^T(n) E_1(n))^{-1} \quad (5-5)$$

$$\approx (X_c^T(n) X_c(n))^{-1}$$

식(5.5)에서 $X_c^T(n) X_c(n)$ 에 대한 최대 고유치 값은 $E_1^T(n) E_1(n)$ 에 대한 최대 고유치 값에 비해 월등히 크므로 근사가 가능해지며 역행렬 부분은 FTF를 이용해 반복적으로 구할 수 있다. 표2은 제안한 스테레오 음향 반향 제거기에 사용된 고속 AP 알고리즘을 정리한 것이다.

VI. 모의실험

본 절에서는 제안한 스테레오 음향 반향 제거기의 성능 향상을 입증하기 위해 전송실의 환경이 변하는 경우와 그렇지 않은 경우, 그리고 전치리단의 적응 알고리즘에 따른 성능 변화, 음향 반향 제거기의 적응 알고리즘에 따른 성능 분석등 여러 방법으로 모의 실험을 수행하였다.

6.1 모의 실험 개요

먼저 본 논문의 모의 실험에 사용된 원거리 회의 환경에서의 임펄스응답들은 그림 4과 같다.

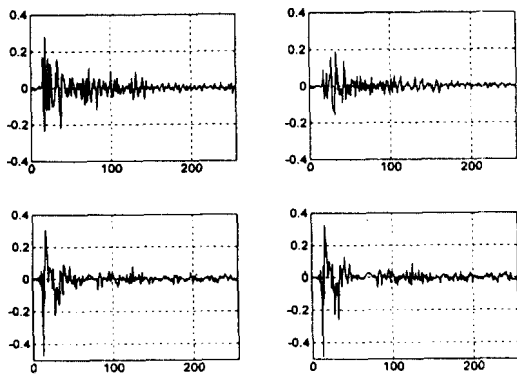


그림 4. 모의 실험에 사용한 임펄스 응답들
(a) 전송실의 G_1 , (b) 전송실의 G_2
(c) 반향 경로 H_1 , (d) 반향 경로 H_2

그림 4의 (a)와 (b)는 각각 전송실의 임펄스응답인 G_1 과 G_2 를 (c), (d)는 각각 수신실의 반향경로인 H_1 과 H_2 를 나타낸다. 또 모의실험에 사용한 원단화자 신호 $S(t)$ 로 유색잡음(colored noise) 신호와 음성 신호를 사용하였다. 유색잡음 신호는 평균이 0이고 분산이 1인 백색 가우시안 잡음(white gaussian noise) 신호를 음성의 스펙트럼 특성과 유사한 AR(Auto-Regressive) 필터에 통과시켜 만든 신호이다. 그리고 음성 신호는 8kHz로 샘플링한 것이다.

모의 실험에 사용한 반향신호 $y(n)$ 는 원단화자 신호를 그림 4의 (c), (d)와 각각 컨볼루션하여 각 채널 신호 $x_1(n)$ 과 $x_2(n)$ 를 만든 후 이 신호를 그림 4의 (a), (b)의 임펄스 응답과 컨볼루션하여 반향 신호 $y(n)$ 을 만들었다.

그림 5의 (a)와 (b)는 원단 화자 신호로 유색잡음 신호와 음성신호를 사용하였을 경우 전송실의 환경이 변할 때 각 채널 신호들을 나타낸다. 모의 실험에서는 20000샘플 중에서 10000샘플에서 환경이 변하도록 하였다.

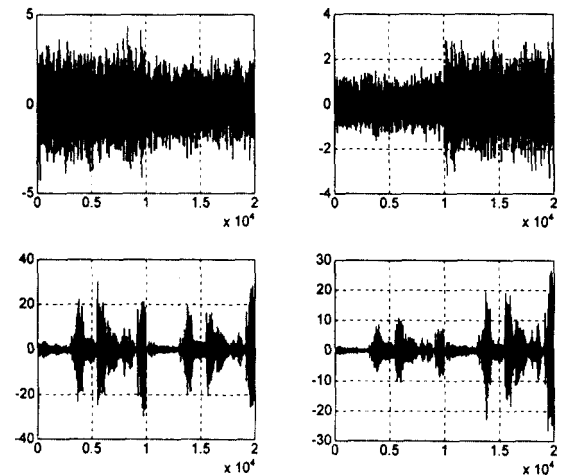


그림 5. 전송실의 환경이 변하는 경우 각 채널 신호
유색잡음 신호: (a) $x_1(n)$ 신호 (b) $x_2(n)$ 신호
음성 신호: (c) $x_1(n)$ 신호 (d) $x_2(n)$ 신호

모의 실험에서 성능 평가는 음향 반향 제거기의 성능 평가에 가장 널리 사용되는 ERLE로 표현하였으며 모의 실험에서는 다음과 같은 방법으로 ERLE를 구하였다.

$$ERLE(n) = 10 \log_{10} \frac{\sigma_y^2(n)}{\sigma_e^2(n)}$$

$$= 10 \log_{10} \frac{\sigma_y^2(n-1) + \lambda y^2(n)}{\sigma_e^2(n-1) + \lambda e^2(n)}$$

그림 6은 AR(6)신호와 음성신호를 입력으로 하고 전치리단의 적응 필터로 NLMS 알고리즘을 사용하고 음향 반향 제거기의 적응 필터로 RLS, Projection 차수가 10인 경우 AP, NLMS를 사용하였을 때의 성능비교를 나타낸 것이며, 이미 알려진 바와 같이 NLMS 보다는 AP, AP 보다는 RLS 알고리즘을 사용하였을 때 ERLE값이 항상

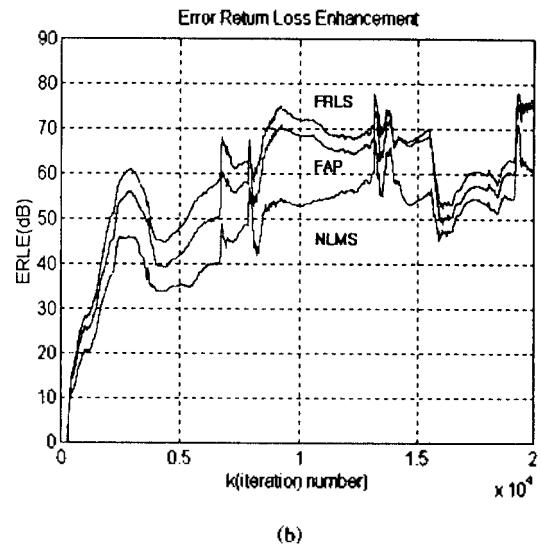
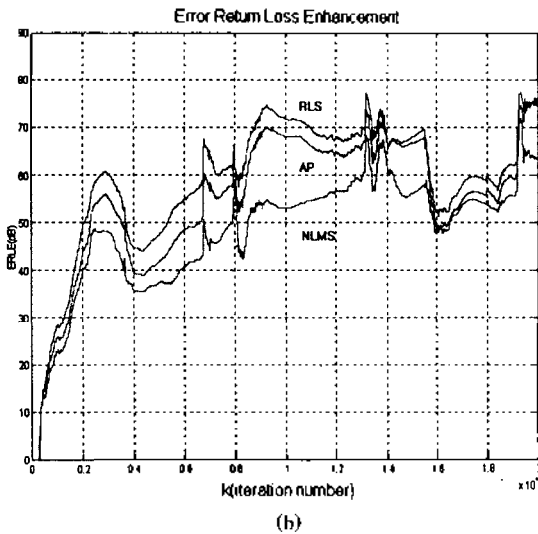
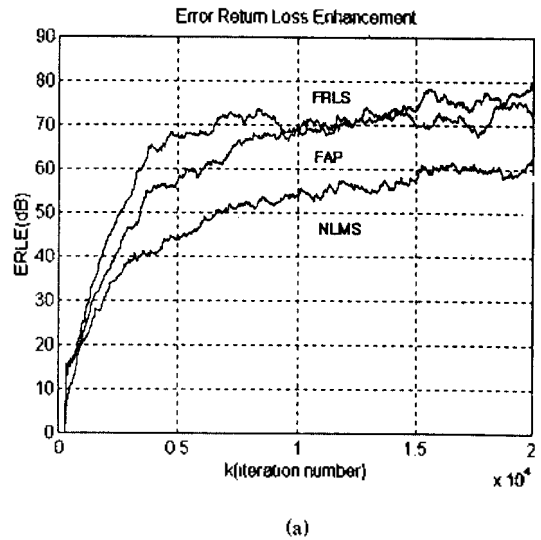
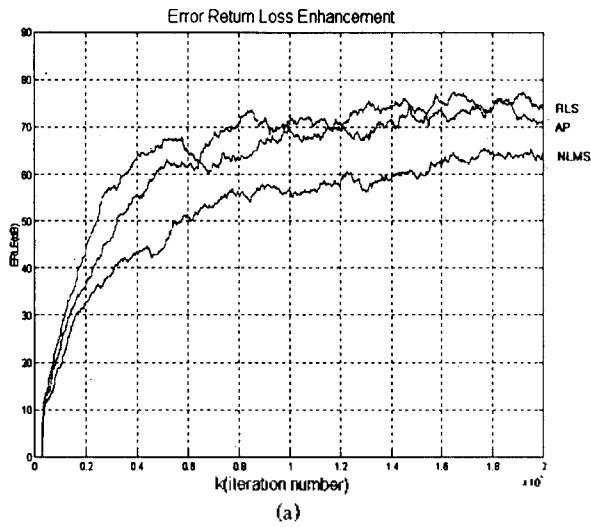


그림 6. 음향 반향 제거기의 적응 알고리즘(RLS, AP, NLMS)에 따른
(a) AR(6) 신호 (b) 음성 신호.

그림 7. 음향 반향 제거기의 적응 알고리즘(FRLS, FAP, NLMS)에 따른 ERLE의 비교(전처리단: NLMS)
(a) AR(6) 신호 (b) 음성 신호.

됨을 알 수 있다.

그림 7은 AR(6)신호와 음성신호를 입력으로 하고 전처리단의 적응 필터로 NLMS 알고리즘을 사용하고 음향 반향 제거기의 적응 필터로 FRLS, FAP, NLMS를 사용하였을 때의 성능 비교를 나타내고 있으며, NLMS 보다는 FAP, FAP 보다는 FRLS 알고리즘을 사용하였을 때 ERLE값이 향상됨을 알 수 있다.

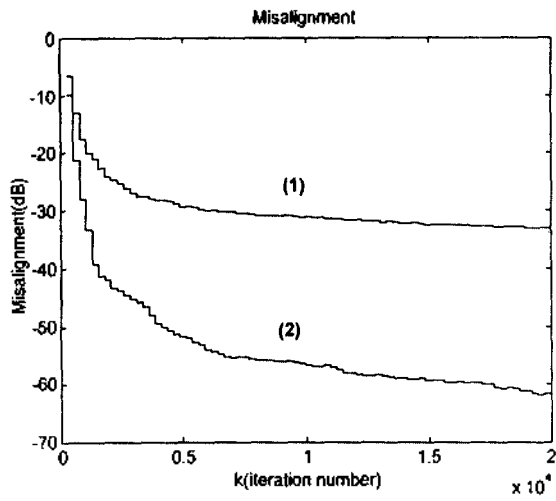
그림 8는 실제 반향 경로와 적응 필터를 사용하여 추정된 반향 경로와의 일치도를 나타내기 위해 Misalignment를 비교한 것인데 Misalignment는 다음과 같이 구하였다[7].

$$\text{Misalignment} = 10 \log_{10} \frac{\langle (\hat{H}_i - H_i)^T (\hat{H}_i - H_i) \rangle}{H_i^T H_i} \text{ [dB]}, i = 1, 2$$

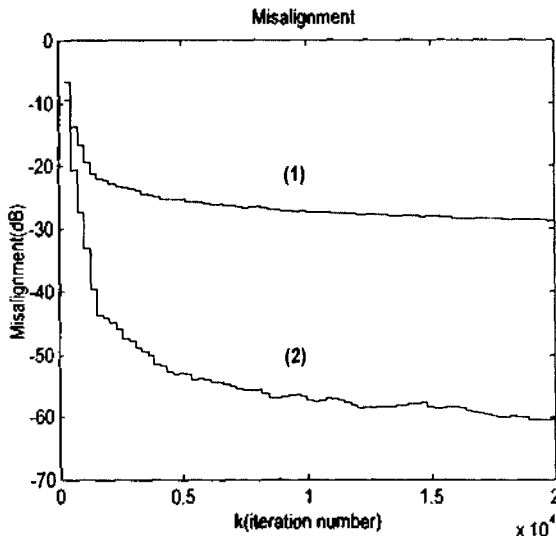
여기서 $\langle \rangle$ 는 시간 평균을 나타내며 본 모의 실험에서는

256샘플마다 평균을 취하였다. 그림 8에서 (a)는 실제 반향 경로 H_1 에 대한 Misalignment이고 (b)는 실제 반향 경로 H_2 에 대한 Misalignment를 나타낸다. 그림 (a), (b)의 (2)가 전처리단을 사용하였을 때 구한 반향 경로에 대한 Misalignment로써 전처리단을 사용한 방법으로 추정된 반향 경로가 전처리단을 사용하지 않은 방법에 의해 구한 반향 경로보다 더 유사함을 알 수 있다.

그림 9는 환경변화시 전처리단을 사용한 경우($x_c(n)$ 와 $e_i(n)$ 사용)와 일반적인 방법($x_1(n)$ 와 $x_2(n)$ 사용)의 ERLE 값을 나타낸 것이다. 입력 신호는 AR(6)신호 및 음성신호를 사용하고 전처리단은 NLMS 알고리즘을, 음향 반향 제거기의 적응 필터로 AP 알고리즘을 사용하였다. 이때 일반적인 방법을 사용했을 때보다 전처리단을 사용했을 때 약 15dB의 성능의 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다.



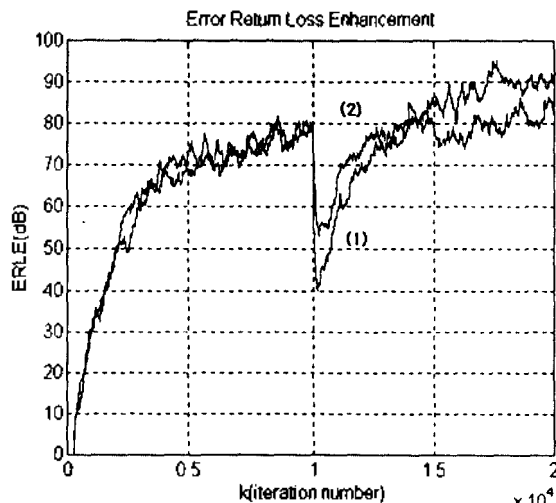
(a)



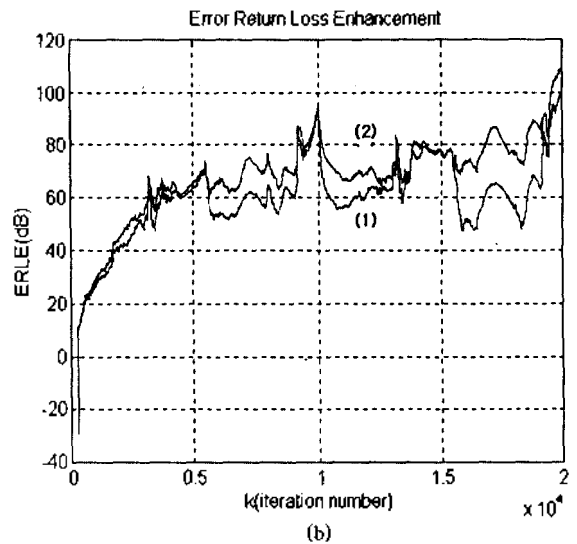
(b)

그림 8. Misalignment의 비교

- (a) H_1 에 대한 Misalignment: (1) 전처리단 미사용시 (2) 전처리단 사용시
- (b) H_2 에 대한 Misalignment: (1) 전처리단 미사용시 (2) 전처리단 사용시



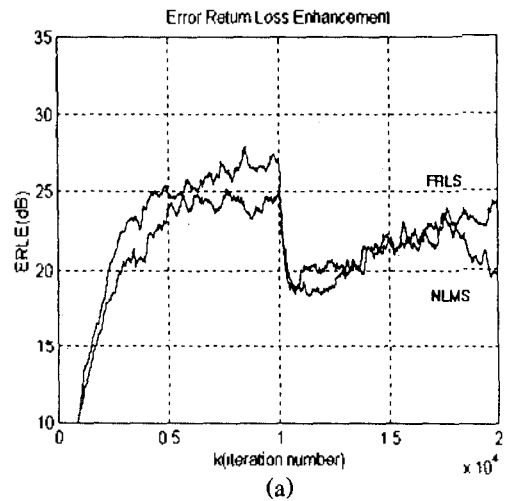
(a)



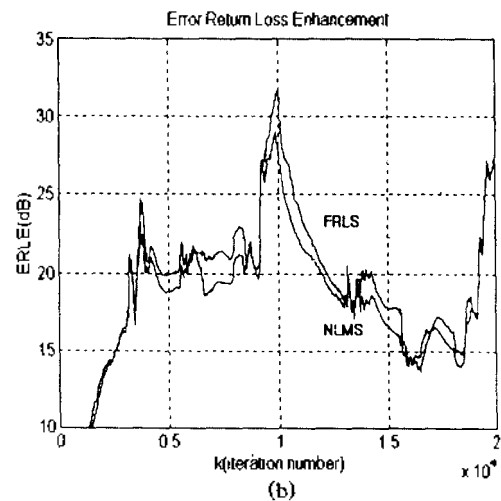
(b)

그림 9. 환경변화시 일반적인 방법($x_1(n)$ 와 $x_2(n)$ 사용)과 전처리단을 사용한 경우($x_c(n)$ 와 $e_1(n)$ 사용)의 ERLE 비교 (전처리단: NLMS, 음향 반향 제거기: AP)

- (a) AR(6) 신호 ((1) 일반적인 방법 (2) 전처리단 사용)
- (b) 음성 신호 ((1) 일반적인 방법 (2) 전처리단 사용)



(a)



(b)

그림 10. 환경변화시 전처리단의 적용 알고리즘(NLMS, FRLS)에 따른 ERLE 비교(음향 반향 제거 알고리즘(FAP))

- (a) AR(6) 신호 (b) 음성 신호

그림 10은 환경변화시 전처리단의 적응 필터로 NLMS와 FRLS를 사용하고 AR(6)와 음성 신호를 입력 신호로 사용하고 음향 반향 제거 적응 필터로 FAP를 사용하였을 때의 ERLE 비교를 각각 나타낸 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 전처리단의 적응 필터로 FRLS를 사용했을 때 더 좋은 성능을 보였다.

Ⅶ. 결 론

본 논문에서는 적은 계산량과 우수한 수렴성능을 갖는 고속 AP 알고리즘을 적용한 스테레오 음향 반향 제거기를 제안하였다. 특히 스테레오 환경하에서 음향 반향 제거기의 기준입력들간의 높은 상관도에 의해 적응필터의 최적화가 유일하지 않게 됨을 고려하여 이들의 확률적 상관도를 최소화하기 위한 전처리단을 소개하였으며, 전처리단에서 출력되는 신호들을 반향 제거 필터의 입력들로 사용되는 새로운 구조의 음향 반향 제거기의 구조를 제안하였다. 이에 각각 전처리단의 적응 알고리즘으로써 NLMS, FRLS를 사용하고 음향 반향 제거 알고리즘으로써 NLMS, RLS, AP, FAP, FRLS를 사용해 컴퓨터 시뮬레이션함으로써 본 논문에서 제안한 방법의 우수함을 보였다. 전처리단 사용의 유무에 따른 음향 반향 제거기의 성능을 고찰하기 위하여 실제 음향 반향경로에 해당하는 임펄스 응답과 전처리단을 사용하지 않는 일반적인 방법 및 제안한 방법에 의해 추정된 임펄스 응답들과의 불일치 정도를 정량적인 수식을 통하여 계산하였으며, 이에 대한 결과로 AR(6) 신호에 대해 제안한 음향 반향 제거기에 의해 추정된 음향반향경로가 전처리단을 사용하지 않았을 경우보다 실제 반향경로와 월등히 유사함을 확인하였다. 또한 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 전송률의 급격한 환경변화가 음향 반향 제거기의 성능에 미치는 영향을 ERLE 곡선을 통하여 고찰하였으며, 그 결과로 본 논문에서 제안한 음향 반향 제거기가 전송률의 환경변화에 의한 성능저하가 덜함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

1. M. Miyoshi and N. Koizumi, "NTT's Research on Acoustics for future Telecommunication Services", *Applied Acoustics*, vol. 36, pp. 307-326, 1992.
2. S. H. Jensen, "Acoustic Echo Canceller for Hands-Free Mobile Radiotelephony," *Proc. EUSIPCO, Belgium*, pp. 1629-1632, 1992.
3. M. M. Sondhi and W. Kellerman, "Adaptive Echo Cancellation for speech signals," *Advances in Speech Signal Processing*, Marcel Dekker, Inc. pp. 327-356, 1992.
4. K. Murano, S. Unagami and F. Amano, "Echo Cancellation and Applications," *IEEE Comm. Magazine*, pp. 49-55, Jan. 1990.
5. M. M. Sondhi, D. R. Morgan and J. L. Hall, "Stereophonic Acoustic Echo Cancellation-An Overview of the Fundamental Problem," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 2, no. 8, pp. 148-151, Aug. 1995.
6. J. Benesty, F. Amand, A. Gilloire and Y. Grenier, "Adaptive Filtering Algorithms for Stereophonic Acoustic Echo Cancellation," *Proc. Int. Conf. Acoust. Speech, Signal Processing*, pp. 3099-3102, 1995.
7. F. Amand, A. Gilloire and J. Benesty, "Identifying the True Echo Path Impulse Responses in Stereophonic Acoustic Echo Cancellation," *Proc. EUSIPCO*, pp. 1119-1122, 1996.
8. J. M. Cioffi and T. Kailath, "Windowed Fast Transversal Filters Adaptive Algorithms with Normalization," *IEEE Trans. On Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. ASSP-33, No. 3, June 1985.
9. J. M. Cioffi and T. Kailath, "Fast, Recursive-Least-Squares Transversal Filters for Adaptive Filtering," *IEEE Trans. On Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. ASSP-32, No. 2, April 1984.
10. T. Furukawa, H. Kubota and S. Tsuji, "The Orthogonal Projection Algorithm for Block Adaptive Signal Processing," *Proc. ICASSP*, pp. 1059-1062, 1989.
11. P. C. W. Sommen and C. J. van Valburg, "Efficient Realisation of Adaptive Filter using and Orthogonal Projection Method," *Proc. ICASSP*, pp. 940-943, 1989.
12. K. Ozeki and T. Umeda, "An Adaptive Filtering Algorithm using an Orthogonal Projection to an Affine Subspace and its Property," *Electron. Commun. Japan*, Vol. 67-A, pp. 19-27, 1984.
13. J. Benesty, P. Duhamel and Y. Grenier, "A Multichannel Affine Projection Algorithm with Application to Multichannel Acoustic Echo Cancellation," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 3, No. 2, Feb. 1996.
14. S. Shimauchi and S. Makino, "Stereo Projection Echo Canceller with True Echo Path Estimation," *Proc. ICASSP*, pp. 3059-3062, 1995.
15. S. L. Gay, "A Fast Converging, Low Complexity Adaptive Filtering Algorithm," *Proc. of 3rd. International Workshop on Acoustic Echo Control*, pp. 223-226, Sep. 1993.
16. M. Tanaka, Y. Kaneda, S. Makino and J. Kojima, "Fast Projection Algorithm and Its Step Size Control," *Proc. ICASSP*, pp. 945-948, 1995.

▲이 원 철(Won Chul Lee)



- 1986년: 서강대학교 이공대학 전자공학과 학사
- 1988년: 연세대학교 대학원 전자공학과 석사
- 1994년: New York Polytechnic University 박사
- 1994년 7월~1995년 7월: Postdoctoral Fellow (Polytechnic University)

1994년 1월~1994년 12월: IEEE Trans. on Signal Processing 논문 심사 위원
 1995년 9월~현재: 숭실대학교 공과대학 정보통신공학과 조교수
 1995년 9월~현재: 연세대학교 신호처리 연구센터 연구원
 1995년 9월~현재: 대한음향학회 편집위원
 1998년 1월~현재: 대한음향학회 이사
 1998년 1월~현재: 한국통신학회 편집위원
 ※주관심분야: 디지털 시스템 인지, 이동통신시스템, 음성 신호 부호화 및 레이더 신호 처리

▲조 영 민(Young Min Cho)



1997년 2월: 숭실대학교 정보통신공학과 학사
 1997년 3월~현재: 숭실대학교 대학원 정보통신공학과 재학중
 ※주관심분야: 디지털 시스템 인지, 적응 신호 처리